

(19) 日本国特許庁 (J P)

(12) 公開特許公報 (A)

(11) 特許出願公開番号

特開平8-317685

(43) 公開日 平成8年(1996)11月29日

(51) Int.Cl. <sup>6</sup>	識別記号	庁内整理番号	F I	技術表示箇所
H 0 2 P 6/12			H 0 2 P 6/02	3 7 1 D
H 0 2 M 7/48		9181-5H	H 0 2 M 7/48	Z
H 0 2 P 6/18			H 0 2 P 6/02	3 7 1 S

審査請求 未請求 請求項の数11 O L (全 8 頁)

(21) 出願番号 特願平7-118207

(22) 出願日 平成7年(1995)5月17日

(71) 出願人 000005821

松下電器産業株式会社

大阪府門真市大字門真1006番地

(72) 発明者 東 光英

大阪府門真市大字門真1006番地 松下電器  
産業株式会社内

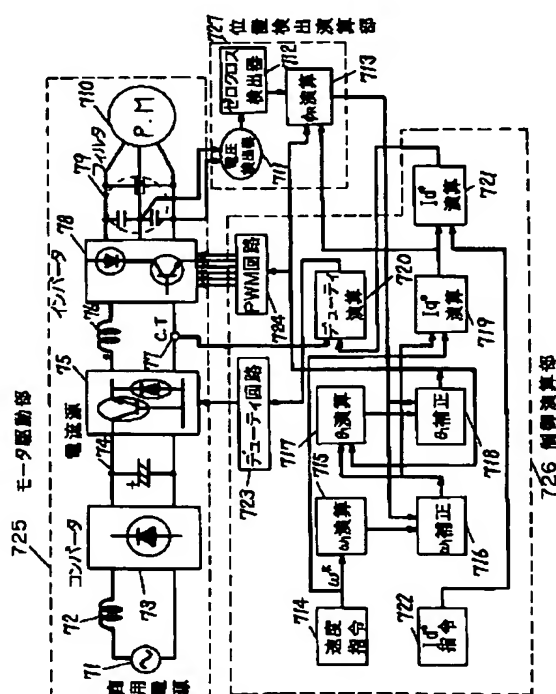
(74) 代理人 弁理士 滝本 智之 (外1名)

(54) 【発明の名称】 インバータ装置

(57) 【要約】

【目的】 本発明は、N極3相ブラシレスDCモータの磁気騒音および漏洩電流を低減し、かつ単相商用電源使用時においてもDCリアクトル容量を5mH以下に抑えることができ、しかもモータを安定かつ高効率に駆動できる中容量PWM制御インバータ装置を比較的簡単な構成・構造・制御アルゴリズムのシステムとして提供することを目的とする。

【構成】 商用交流電源を整流する整流部、この整流部から直流電流に変換する電流源部、その直流電流を検出する電流検出素子、電流源部からの直流電流を交流電流に変換しブラシレスDCモータに交流電流を供給するインバータ部、これとモータ巻線間に並列に三相接続されたコンデンサ部、モータ2相間の端子電圧を検出する電圧検出部と、この電圧検出器からの出力電圧のゼロクロス点を検出するゼロクロス検出部とを備える。



## 【特許請求の範囲】

【請求項 1】 N 極 3 相ブラシレス DC モータに可変周波数の交流電力を供給するとともに、一般の商用交流電源を整流して DC 電圧源を得るコンデンサ並列挿入・リアクトル直列挿入型整流部と、この整流部から出力電流可変型の直流電流に変換するためのリアクトル直列挿入型電流源部と、その直流電流を検出するための電流検出手段と、前記電流源部からの直流電流を可変周波数の交流電流に変換し前記ブラシレス DC モータの巻線にその交流電流を供給するインバータ部と、このインバータと前記ブラシレス DC モータとの間に並列に三相接続されたコンデンサ部とを備えることを特徴としたインバータ装置。

【請求項 2】 ブラシレス DC モータの 2 相間の端子電圧を検出する電圧検出手段を備えることを特徴とした請求項 1 記載のインバータ装置。

【請求項 3】 モータの出力電圧のゼロクロス点を検出するゼロクロス検出手段とを備えることを特徴とした請求項 2 記載のインバータ装置。

【請求項 4】 電圧検出手段と、ゼロクロス検出手段と、モータの回転子位置推定アルゴリズムにより回転子位置を高精度に推定できる制御手段を持つことを特徴とした請求項 1 記載のインバータ装置。

【請求項 5】 回転子位置推定アルゴリズムは、モータの電動機定数を用いて構成されていることを特徴とした請求項 4 記載のインバータ装置。

【請求項 6】 商用単相電源使用時においてもリアクトル容量を低減したことを特徴とした請求項 1 記載のインバータ装置。

【請求項 7】 回転子位置推定情報をもとにブラシレス DC モータの巻線電流の位相と周波数を補正する制御手段を持つことを特徴とした請求項 5 記載のインバータ装置。

【請求項 8】 補正手段は線形近似で行うことを特徴とした請求項 7 記載のインバータ装置。

【請求項 9】 回転速度指令値と回転速度演算値の偏差により、巻線電流の振幅を調整する制御手段を持つことを特徴とした請求項 1 記載のインバータ装置。

【請求項 10】 ブラシレス DC モータの巻線電流振幅を電流源部のデューティ制御で調節し、電流周波数および電流位相を上記インバータ部で PWM 制御する制御手段を持つことを特徴とした請求項 1 記載のインバータ装置。

【請求項 11】 DC 電流指令値と電流検出手段の出力値の偏差によりデューティを調節する制御手段を持つことを特徴とした請求項 10 記載のインバータ装置。

## 【発明の詳細な説明】

## 【0001】

【産業上の利用分野】 本発明は電動機の磁気騒音および漏洩電流を抑制できるブラシレス DC モータを負荷とす

る中容量の PWM 制御インバータ装置と制御方式に関するものである。

## 【0002】

【従来の技術】 従来のブラシレス DC モータ駆動用インバータ装置の代表的な一例の概略図を図 6 に示す。商用電源 11 をコンバータ 13 で整流し、コンデンサ 14 により平滑化して一定直流電圧をインバータ 15 に供給する。また、AC リアクトル 12 は、コンデンサ 14 への突入電流を緩らげる働きをする。図 7 に示すが、商用電源の電圧体系によりコンバータ 13 は、単相用通常タイプ (a) や倍電圧整流型 (b)、あるいは 6 本のダイオードを用いた三相用タイプがある。整流された直流電圧は、インバータ 15 で PWM 制御によりパルス状電圧に変換され、モータに印加される。このパルス状電圧波形には、等幅もしくは不等幅があり、120° 通電方式では前者、180° 通電では後者が一般的である。図 8 に示すように、インバータはそれぞれ 6 本のダイオードとトランジスタ 31~36 で構成されている。本インバータ装置で速度サーボ系を構成するとすれば、モータの回転速度を何らかの手段で検出し、その速度情報によりインバータの T<sub>r</sub> スイッチングデューティを PWM 回路 19 で決定し、モータ 16 の電気子電流を増減することでモータ発生トルクを制御し、回転速度を指令値に収束させる。この時の実速度検出手段には、PG あるいは PS などのパルスエンコーダをモータに搭載して直接速度を検知するか、図示されているように電圧検出器 17 でモータ電圧を検出、あるいはモータ電流の検出情報により速度を推定する方式がある。制御回路 18 では、この速度推定や PWM 波形生成等の処理を行う。

【0003】 このインバータ方式では出力電圧が PWM 波形となるため、そのキャリア周波数に呼応した磁気騒音が発生する欠点があった。また、この磁気騒音は、コンデンサ 14 の DC 電圧が高くなるほど顕著に現れ、特にブラシレス DC モータ 16 の低速運転時にひどくなる傾向がある。従って、13 の部分にアクティブ素子を使用して低速運転時には 14 の DC 電圧を低下させ、磁気騒音を減少させる手法も提案され実施されているが本質的な対策ではない。さらに、14 のマイナス端子からみた 16 の入力端子電位は 14 のチャージ電圧を V<sub>d</sub> とすれば、0~V<sub>d</sub> 間で振れることになりこの V<sub>d</sub> が大きいほど漏洩電流も多くなることが分かっている。漏洩電流とはモータ巻線とモータシェル間の浮遊容量を介して、高周波電流がシェルに漏れる現象である。したがって、シェルをアースしていれば問題ないが、していないときに人間が万が一さわると感電事故が起きかねない。漏洩電流を減少させるための方法は幾つかあり、根底にはモータ巻線の中性点電位と、商用電源 11 の端子電位間の電位差の高周波 (AC) 成分実効値を減少させてやればよい。そこで、制御面からは PWM 波形の改善や、モータ構造からでは 16 の電気子巻線-シェル間の浮遊容量

を低減させるなどの提案がある。しかしながら、効率低下・トルク脈動増大等のデメリットもあり、最適手法であるとはいえない。

【0004】図9は、モータの無磁気騒音化と低漏洩電流化を図るPWMインバータの一方式である。本インバータ形式の動作としての特徴は、モータ電流を直接制御できることにある。商用電源41からACリアクトル42とACコンデンサ43を介してコンバータ44に交流電圧が入力される。44の構成の一例を図5に示す。図10において第1のトランジスタ51 ( $T^+$ ) および第2のトランジスタ52 ( $T^-$ ) により、図9のDCリアクトル45に流れる電流が、ある一定の直流電流となるようにPWM回路413でPWM制御する。このときのPWM波形の積分値を正弦波状にし、かつ位相検出回路411により41の電源電圧と位相を同等にすれば、電源電流波形(42を流れる電流)は電圧波形と相似で位相も同じになり、高効率・低低次高調波電源電流を実現できる。そして直流電流は、図11のようなインバータ47の6ヶの $T_r$ により積分値が正弦波状のPWM電流波形に変換され、コンデンサ48を通過することでその高周波電流成分を除去、モータ49には正弦波交流電流を供給する。414はこの時のPWM波形生成回路である。図中のC、T46は、直流電流をフィードバックし、その電流を設定値となるように制御回路412で制御する。また、モータの回転子位置情報は、モータ端子電圧から推定し、電圧検出回路410によりフィードバックする。本方式では、正弦波交流電流を直接モータに流すことができるので、モータ電圧も正弦波となる。ゆえに、モータ電磁音がほぼなくなると同時に、母線415からみた49の入力端子電圧高周波成分は49の誘起電圧内で振れるだけであり、とりわけ中低速運転時には誘起電圧も小さい。また、413のPWM駆動パターンの適切な選択により、415からみた41の端子電圧の高周波成分も単位時間当たり少ないので漏洩電流低減に効果が期待できる。

【0005】

【発明が解決しようとする課題】しかしながら、44の入力電源41が単相の場合、DCリアクトル45が非常に大容量(モータ定格出力1kWのとき30mH以上必要)となる欠点があり、インバータ装置全体のサイズが必然的に大がかりなものとなる。また、本インバータ方式ではI、M(誘導電動機)の駆動法が提案されているが、ブラシレスDCモータ49を駆動するためのアルゴリズム等の報告例はなかった。

【0006】本発明は、上記のような従来技術の欠点を除き、ブラシレスDCモータの運転時の磁気騒音および漏洩電流を低減し、かつ単相商用電源使用時においても図4DCリアクトル45の容量を5mH以下に抑えることができ、しかもモータを安定かつ高効率に駆動できる中容量PWM制御インバータ装置を比較的簡単な構成・

構造・制御アルゴリズムのシステムとして提供するものである。

【0007】

【課題を解決するための手段】本発明は、N極3相ブラシレスDCモータに可変周波数の交流電力を供給するインバータにおいて、商用交流電源を整流する整流部と、この整流部から直流直流に変換する電流源部と、その直流電流を検出するための電流検出素子と、電流源部からの直流電流を交流電流に変換しブラシレスDCモータの巻線に交流電流を供給するインバータ部とを備えたインバータ装置である。

【0008】また本発明は、ブラシレスDCモータの2相間の端子電圧を検出する電圧検出手段を備えることを特徴としたものである。

【0009】また本発明は、モータの出力電圧のゼロクロス点を検出するゼロクロス検出手段とを備えることを特徴としたものである。

【0010】また本発明は、電圧検出手段と、ゼロクロス検出手段と、モータの回転子位置推定アルゴリズムにより回転子位置を高精度に推定できる制御手段を持つことを特徴としたものである。

【0011】また本発明は、回転子位置推定アルゴリズムは、モータの電動機定数を用いて構成されていることを特徴としたものである。

【0012】また本発明は、商用単相電源使用時においてもリアクトル容量を低減したことを特徴としたものである。

【0013】また本発明は、回転子位置推定情報をもとにブラシレスDCモータの巻線電流の位相と周波数を補正する制御手段を持つことを特徴としたものである。

【0014】また本発明は、上記補正手段は線形近似で行うことを特徴としたものである。また本発明は、回転速度指令値と回転速度演算値の偏差により、巻線電流の振幅を調整する制御手段を持つことを特徴としたものである。

【0015】また本発明は、ブラシレスDCモータの巻線電流振幅を電流源部のデューティ制御で調節し、電流周波数および電流位相をインバータ部でPWM制御する制御手段を持つことを特徴としたものである。

【0016】また本発明は、DC電流指令値と電流検出手段の出力値の偏差により電流源部のデューティを調節する制御手段を持つことを特徴としたものである。

【0017】

【作用】本発明は、ブラシレスDCモータ駆動時のキャリア周波数に呼応した磁気騒音とモータ巻線-シェル間の浮遊容量を介する漏洩電流を低減し、かつ単相商用電源使用時においてもDCリアクトルの容量を5mH以下に抑えることができ、しかもモータを安定かつ高効率に駆動できる中容量PWM制御インバータ装置を比較的簡単な構成・構造・制御アルゴリズムのシステムとして提

供しようとするものである。

【0018】

【実施例】以下、本発明を実施例に基づき説明する。

【0019】図1は、本発明の一実施例を示すインバータシステムのブロック図である。本図の構成は全体を、モータ駆動部725、制御演算部726、モータ回転子位置検出演算部727の3部分に分けることができる。モータ駆動部725においては、商用電源71をコンバータ73で整流し、一定電圧源を得るためコンデンサ74が並列挿入されている。73の構成は、図7で説明したものと同等である。電流源75の構成は、図3に示すとおり少なくとも2個の半導体素子92および93で構成され、リアクトル94を介してインバータ部78に直流電流を供給している。ここで直流電流は、パルス状電流に変換され、フィルタ回路79を通ることによりモータ

$$\omega_1 = \omega_1 - K_{pw} \cdot \phi_1$$

ここで、 $K_{pw}$ は比例ゲインである。 $\theta_1$  演算器で

$$\theta_1 = \int \omega_1 dt$$

を計算し、 $\theta_1$  補正器では

$$\theta_1 = \theta_1 - \phi_1$$

を計算する。なお、(1)式、(3)式の演算は $\omega_1 \geq \omega_{TH}$ のときのみモータ電流の一周に1回、もしくは2回、あるいはそれ以上行い、(1)式・(3)式で補正された $\omega_1$ と $\theta_1$ を用いて次の $\theta_1$ を(2)式で計算する。このように求められた $\theta_1$ は、PWM回路724に出力されてインバータの6ヶのTrをドライブする。78の構成は図11と同等である。PWM原理は平均値PWM方式であり、キャリアは鋸波、もしくは三角波を用いる。図2にその一例を示す。本図では、キャリアとして鋸波を採用している。信号波 $Iu'$ 、 $Iv'$ 、 $Iw'$ の絶対値82・83・84と振幅1の鋸波81の大小により、各TrのON-OFFを決定する。図中の $Tu^+$ の意味は上アームのU相TrをONさせることであり、 $Tu^-$ は下アームのU相TrをONさせる。図示のように、 $Iu'$ が正なら85、負なら86にスイッチング状態を変更する。

$$\Delta\omega = \omega' - \omega_1$$

$$Iq' = K_{pq} \cdot \Delta\omega + Ki q \cdot \int \Delta\omega dt$$

ここで、 $K_{pq}$ 、 $Ki q$ は比例・積分ゲインであり、(5)式の各3項にはリミッタを設けている。 $Id'$ 演算器721では $Iq'$ とd軸(界磁磁束と平行な軸)電

$$Id' = \sqrt{\{2/3 \cdot (Id'^2 + Iq'^2)\}} / Ks$$

デューティ演算器720では、C、T77の出力の直流

$$\Delta Id = Id' - Id$$

$$Idy' = Kp \cdot \Delta Id + Ki \cdot \int (\Delta Id) dt$$

を演算し、信号波 $Idy'$ をデューティ回路723に出力する。また、 $Kp$ 、 $Ki$ は比例・積分ゲインであり、

(8)式の各3項にはリミッタを設けており、 $0 \leq Idy' \leq 1$ である。デューティ回路の原理は、瞬時値比較方式もしくは平均値PWM方式を用いる。瞬時値比較

\*タ710(永久磁石型電動機-P.M)に交流電流を供給する。

【0020】次に制御演算部726の機能を順次説明する。図1において速度指令 $714\omega'$ は任意の角速度指令値であり、この値はランプ状もしくは段階的に変化し、その変化率はモータが脱調・乱調しない範囲での適当な値である。モータ一次電流角周波数 $\omega_1$ を $\omega_1$ 演算器715で $\omega_1 \geq \omega_{TH}$ の時は出力せず、 $\omega_1 < \omega_{TH}$ の時は $\omega_1 = \omega'$ となるように演算する。ここで $\omega_{TH}$ はしきい値であり運転する上で適切な値を選ぶと良い。それは、 $\omega_1 \geq \omega_{TH}$ においてモータ誘起電圧のゼロポイントが検出できることが条件である。 $\omega_1$ 補正器716では $\phi_1$ 演算器713からの出力である補正要素 $\phi_1$ により以下の演算を行う。

【0021】

$$(1)$$

$$(2)$$

$$(3)$$

※【0022】 $Iu' = Ks \cdot \sin(\theta_1)$

$$Iv' = Ks \cdot \sin(\theta_1 - 2\pi/3)$$

$$Iw' = Ks \cdot \sin(\theta_1 + 2\pi/3)$$

$Ks$ : 電流制御率 ( $0 \leq Ks \leq 1$ )

$$\theta_1 = \int \omega_1 dt$$

ここで、 $Ks$ は電流制御率と呼ばれるものであり、1に近い方がより電流の有効利用が図れる。この時モータに流れる電流 $Iu$ 、 $Iv$ 、 $Iw$ は、DCリアクトル76に流れる直流電流を $Id$ とすると次式になる。

$$【0023】 Iu = Ks \cdot Id \cdot \sin(\theta_1)$$

$$Iv = Ks \cdot Id \cdot \sin(\theta_1 - 2\pi/3)$$

$$Iw = Ks \cdot Id \cdot \sin(\theta_1 + 2\pi/3)$$

モータのq軸(界磁磁束と直行する軸)方向電流指令値、すなわちトルク電流指令 $Iq'$ は $Iq'$ 演算器719により次式で計算する。

【0024】

$$(4)$$

$$(5)$$

★流指令である $Id'$ 722により流すべき直流電流 $Id$ の指令値 $Id'$ を計算する。

【0025】

★電流フィードバック $Id$ により、

$$(7)$$

$$(8)$$

場合には(8)式の計算は不要となり、(7)式において適切なヒステリシスを設定し、 $\Delta Id$ がほぼ零になるように電流源のTrをON-OFFすればよい。図4に平均値PWM方式の一例を示す。本図では、キャリアとして鋸波を採用している。信号波 $Idy'$ 102と振幅

7

1の鋸波101の大小により、Tr92のON-OFF103を決定する。こうすることで、直流電流Idを目

【0026】次に、図1においてモータ回転子位置検出演算部727の機能を、図5のベクトル図をもとに説明する。基本的な概念として、モータ二相化モデル(d-q軸変換)電圧方程式に基づいて構成されている。図示されているように、モータ710の回転子位置をd-q軸(d軸:モータ界磁磁束平行軸<磁石のNS方向>, q軸:モータ界磁磁束直行軸)と名付け、それとδ-γ軸(電流ベクトル制御軸でモータ巻線の成分電流を表す。制御回路はこのδ-γ軸に対してモータ電流指令を演算)の反時計方向相差角をφ、U相巻線軸から反時計方向廻りのモータ回転子位置角(d軸の位置角)をθとする。モータを効率よく滑らかに運転するには、つねにδ-γ軸をd-q軸に一致させる必要がある。こうすることにより、指令値どおりのd軸電流およびq軸電流をモータに供給でき、安定かつ効率のよい運転を可能にする。モータ電流Iu、Ivは次式で表記できる。

$$【0027】 I_u = I_m \cdot \sin(\theta_1 + \Psi')$$

$$I_v = I_m \cdot \sin(\theta_1 + \Psi' - 2\pi/3)$$

$$\theta_1 = \theta + \phi$$

$$I_m = \sqrt{\{2/3 \cdot (i_d'^2 + i_q'^2)\}} \quad *$$

$$\phi_R = \theta_{12} + \Psi'' - n\pi \quad (n=0 \text{ or } 1)$$

$$\Psi'' \equiv \tan^{-1}(v_d/v_q)$$

$$= \tan^{-1}((R_1 i_d' / \omega_1 - L_q i_q') / (R_1 i_q' / \omega_1 + L_d i_d' + E_0))$$

$$\approx \tan^{-1}(-L_q i_q' / (R_1 i_q' / \omega_1 + E_0))$$

$$\approx \tan^{-1}(-L_q i_q' / E_0)$$

なお、上式の変形にはid'が十分に小さいことを仮定している。また、Ψ''の第4式はR1・iq'/ω1がE0に比し十分に小さい場合のみ有効である。ここで、θ11:モータ電圧Vuのゼロクロス点におけるθ1

Ψ'':Ψの計算値

従って、モータ誘起電圧のゼロポイントが検出できるω1≧ωTHの領域では、φを上式により求めることができ、φ→0すなわちφR→0とする制御を行う((1)式と(3)式で行う)ことでd-q軸にδ-γ軸をほぼ一致させることが可能となりモータを安定に駆動できる。以上の一連の電圧検出〜φR演算を電圧検出器711・ゼロクロス検出器712・φR演算器713の各部にて行う。

【0029】0≦ω1<ωTHにおいては強制駆動モードになり、開ループ制御をおこなう。始動時にはモータ電流最大値Imをモータが始動するレベルまで増やし、ω1をランプ状に徐々に変化させる。そして、ω1≧ωTHになった時点でフィードバック制御に切り替える。

【0030】

【発明の効果】本発明によれば、ブラシレスDCモータ駆動時のキャリア周波数に呼応した磁気騒音とモータ巻

8

$$*\Psi' = \tan^{-1}(i_d' / i_q')$$

この時、モータ電圧Vu、Vvはモータ定数を用いて次式で与えられ、

$$V_u = V_m \cdot \sin(\theta_1 + \Psi)$$

$$V_v = V_m \cdot \sin(\theta + \Psi - 2\pi/3)$$

$$V_m = \sqrt{\{2/3 \cdot (v_d^2 + v_q^2)\}}$$

$$\Psi = \tan^{-1}(v_d/v_q)$$

$$v_d = R_1 i_d' - \omega_1 L_q i_q' + L_d P i_d'$$

$$v_q = R_1 i_q' + \omega_1 L_d i_d' + \omega_1 E_0 + L_q P i_q'$$

vd・vqはd-q軸上のモータ電圧成分である。ここで、

Ld:一次巻線のd軸インダクタンス

Lq:一次巻線のq軸インダクタンス

R1:一次抵抗

E0:界磁磁束鎖交数の√(3/2)

P:微分演算子

なお、Ld・Lqは相互インダクタンスを考慮して換算した値を用いる。さて、モータ運転時の定常状態において、Vu(U相電圧)=0時点のθ1より、φの推定値φRは次式で計算出来る。

【0028】

線-シェル間の浮遊容量を介する漏洩電流を低減し、かつ単相商用電源使用時においてもDCリアクトルの容量を5mH以下に抑えることができ、しかもモータを安定かつ高効率に駆動できる中容量PWM制御インバータ装置を比較的簡単な構成・構造・制御アルゴリズムのシステムとして提供できる。

【図面の簡単な説明】

【図1】本発明の一実施例のシステムブロック図

【図2】インバータPWM波形生成を示す説明図

【図3】DC電流源構成を示す回路図

【図4】DC電流源駆動用PWM波形生成を示す説明図

【図5】同期電動機d-q軸モデルを示す説明図

【図6】従来のインバータシステム構成を示すブロック図

【図7】(a)は同コンバータ構成図

(b)は同コンバータ構成図

【図8】同インバータ構成図

【図9】従来の他のインバータシステム構成を示すブロック図

【図10】同コンバータ構成図

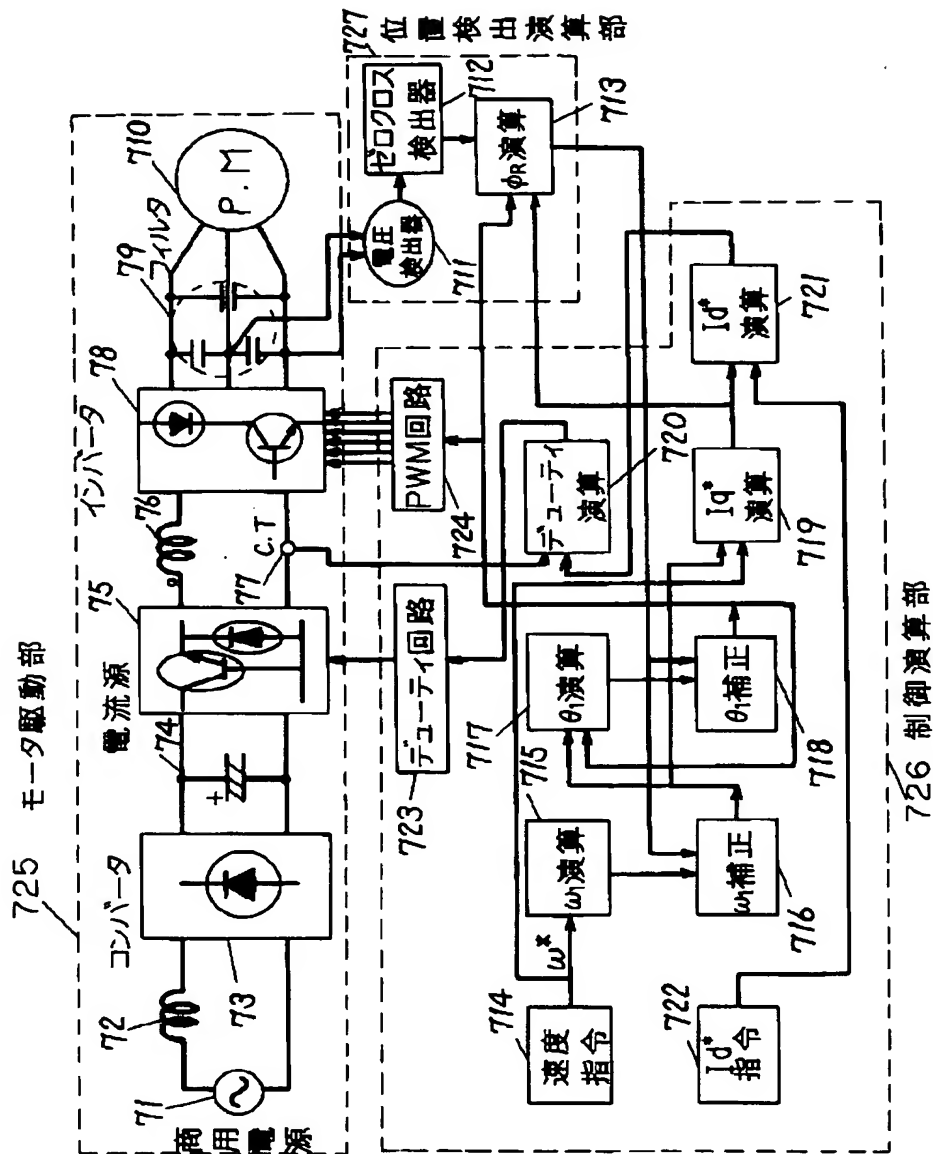
【図11】同コンバータ構成図

## 【符号の説明】

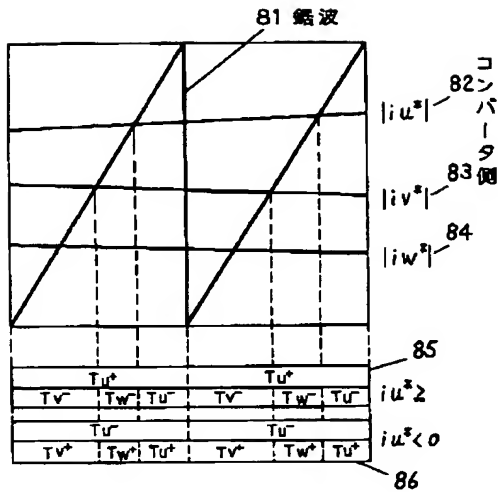
- 72 ACリアクトル  
73 コンバータ  
74 整流用DCコンデンサ  
75 電流源  
76 DCリアクトル  
77 電流検出器  
78 インバータ  
79 フィルタ  
710 同期電動機

- 711 電圧検出器  
712 ゼロクロス検出器  
713  $\phi_r$  演算器  
716  $\omega_1$  補正器  
718  $\theta_1$  補正器  
723 デューティ回路  
724 PWM回路  
726 制御演算部  
727 位置検出演算部

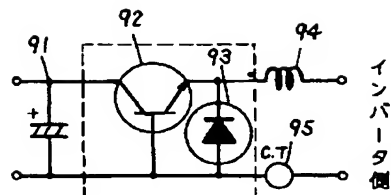
【図1】



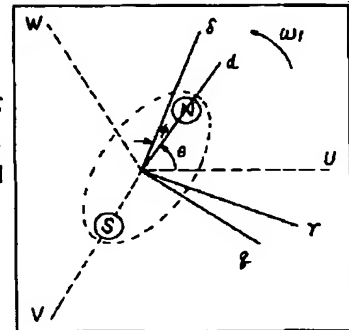
【図2】



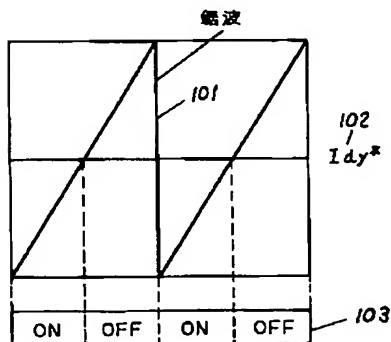
【図3】



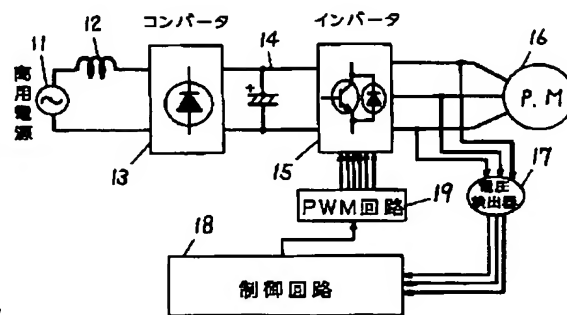
【図5】



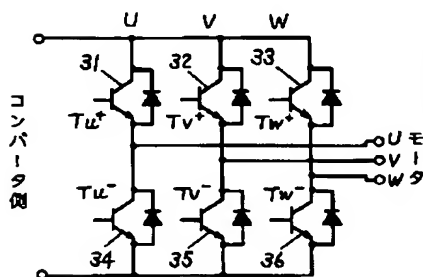
【図4】



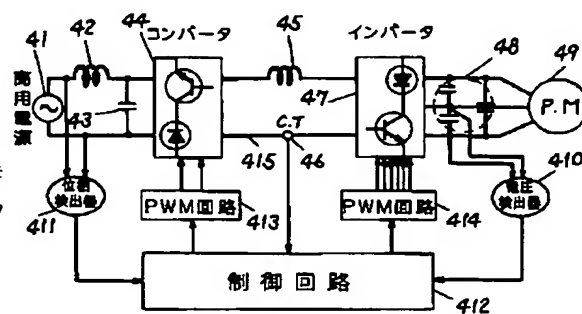
【図6】



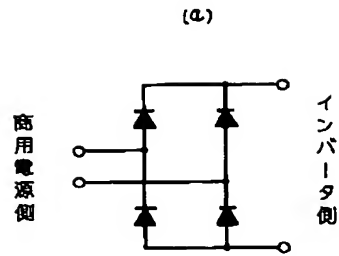
【図8】



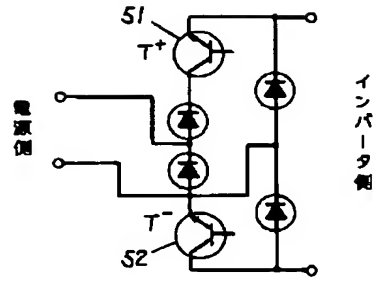
【図9】



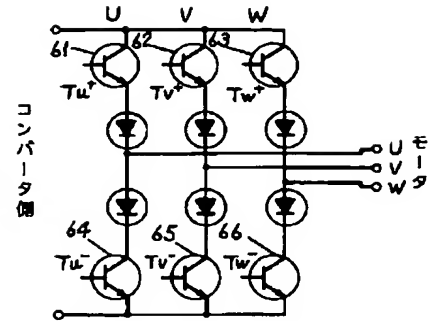
【図7】



【図10】



【図11】



(b)

